

[First Hit](#) [Previous Doc](#) [Next Doc](#) [Go to Doc#](#)

End of Result Set

☐ [Generate Collection](#) [Print](#)

L22: Entry 1 of 1

File: JPAB

Feb 26, 1999

PUB-NO: JP411055216A
DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 11055216 A
TITLE: CDMA ADAPTIVE RECEIVING DEVICE

PUBN-DATE: February 26, 1999

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

MARUTA, YASUSHI

YOSHIDA, NAOMASA

ATOKAWA, AKIHISA

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

NEC CORP

APPL-NO: JP09210336

APPL-DATE: August 5, 1997

INT-CL (IPC): H04 J 13/00; H04 B 7/08; H04 L 1/02

ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce the scale of a device, and to obtain excellent adaptive control characteristics even when the number of paths is large.

SOLUTION: A weighting synthesizing circuit 2 for an antenna for a (k)th user generates and outputs a received signal by an antenna directional pattern specific to the (k)th user, and this output is delayed by delay circuits 52-5M according to each multi-path so that only one weighting synthesizing circuit 2 is needed. Also, the inversion spreading and demodulation processing of the M pieces of outputs is operated for each path by inversion spreading circuit 61-6M and demodulating circuit 71-7M, and those outputs are added by a synchronizer 8, and a (k)th user judgment signal is outputted from the added result by a judger 9. An error generating circuit 10 detects the judgment error of each path for the (k)th user judgment signal, synthesizes it, and generates one error signal. Thus, even when the number of paths is large, adaptive control characteristics can be made excellent. A weight control circuit 4 calculates antenna weighting factors Wk1-WkN from the synthesized error signal and the received signal of each antenna 11-1N delayed by a delay circuit 3 so that only one weight control circuit 4 is needed.

COPYRIGHT: (C)1999,JPO

[Previous Doc](#) [Next Doc](#) [Go to Doc#](#)

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-55216

(43)公開日 平成11年(1999) 2月26日

(51)Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

H 0 4 B 7/08

H 0 4 B 7/08

D

H 0 4 L 1/02

H 0 4 L 1/02

審査請求 有 請求項の数18 O L (全 11 頁)

(21)出願番号

特願平9-210336

(22)出願日

平成9年(1997) 8月5日

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 丸田 靖

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(72)発明者 吉田 尚正

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(72)発明者 後川 彰久

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

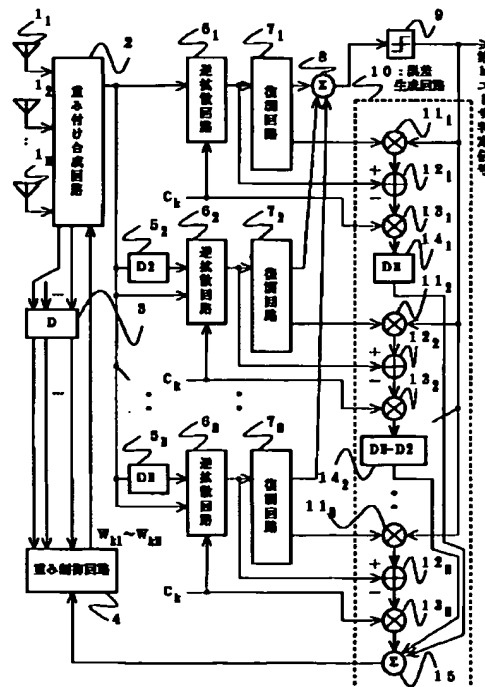
(74)代理人 弁理士 後藤 洋介 (外2名)

(54)【発明の名称】 CDMA適応受信装置

(57)【要約】

【課題】 装置規模が小さく、パス数が多くても適応制御特性に優れること。

【解決手段】 第kユーザ用アンテナの重み付け合成回路2は、第kユーザ固有のアンテナ指向性パターンによる受信信号を生成出力し、この出力を遅延回路5₂～5_Mが各マルチパスに応じて遅延させるので、重み付け合成回路2は一つで済む。またこのM個の出力を逆拡散回路6₁～6_M、復調回路7₁～7_Mが、各パス毎に逆拡散および復調処理し、この出力を合成器8が加算した後、加算結果から判定器9が第kユーザ判定信号を出力する。誤差生成回路10は第kユーザ判定信号に対して各パス毎の判定誤差を検出し、合成して一つの誤差信号を生成するため、パス数が多くても適応制御特性に優れている。重み制御回路4は、合成された誤差信号と遅延回路3により遅延させた各アンテナ1₁～1_Nの受信信号とからアンテナ重み係数W_{k1}～W_{kN}を計算しているのので、一つで済む。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 符号分割多重信号を受けるN個のアンテナそれぞれの入力に対応して、重み付けと合成とを行う重み付け合成手段とこの重み付けのためのアンテナ重み係数を出力する重み制御手段とを一組のみ備え、かつ、前記重み付け合成手段の出力である受信信号からマルチパスを構成するM個のパスそれぞれに対応したタイミングで復調したM個の復調信号と伝送路推定値とから希望波信号に対する各パス成分に対応するM個の誤差信号を生成し、これらを一つに合成して前記重み制御手段へ出力する誤差生成手段を設けることを特徴とするCDMA (Code Division Multiple Access : 符号分割多元接続) 適応受信装置。

【請求項2】 符号分割多重信号を受けるN個のアンテナと、これらN個のアンテナそれぞれに重み付け合成を行い、マルチパスを形成する希望波信号のM個からなるパスの全ての到来方向に利得を有する指向性パターンで希望波信号を受け、干渉波信号を抑圧するアンテナ入力に対する重み付け合成手段と、この重み付け合成手段の出力を希望波信号の前記パスそれぞれのタイミングで希望波信号の拡散符号を用いて逆拡散するM個の逆拡散手段と、その各出力を復調すると共に複素伝送路推定値を出力するM個の復調手段と、これらM個の復調手段の出力を合成する第一の合成器と、この第一の合成器の出力を受けて判定し、結果を判定信号として出力する判定器と、前記パスそれぞれで前記判定信号に前記逆拡散手段の出力および前記複素伝送路推定値それぞれを入力して生成した判定誤差を合成し、重み制御のための誤差信号を生成する誤差生成手段と、前記誤差信号に基づいて前記重み付け合成手段で用いられる前記アンテナに対応するアンテナ重み係数を制御する重み制御手段とを備えることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項3】 請求項2に記載のCDMA適応受信装置において、前記重み付け合成手段は、前記N個のアンテナの受信信号それぞれにN個の複素アンテナそれぞれの複素アンテナ重み係数を乗算するN個の複素乗算器と、これらN個の複素乗算器それぞれの出力を合成して出力する第二の合成器とを備えることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項4】 請求項2に記載のCDMA適応受信装置において、前記M個の復調手段それぞれは、前記M個の逆拡散手段それぞれの出力を入力して搬送波の振幅および位相を推定し複素伝送路推定値を出力する伝送路推定手段と、この複素伝送路推定値を受けて複素伝送路推定値の複素共役を求める複素共役操作手段と、この複素共役操作手段の出力を前記逆拡散手段の出力に乗算し搬送波位相同期を行うと共に最大比合成のための重み付けを行う第一の乗算器とを備えることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項5】 請求項2に記載のCDMA適応受信装置

2

において、前記誤差生成手段は、前記判定器の出力である判定信号に前記M個の復調手段の出力である前記複素伝送路推定値それぞれを乗算し、搬送波位相同期による位相変化を相殺するM個の第二の乗算器と、このM個の乗算器それぞれの出力から前記M個の逆拡散手段の出力を減算して各パスの判定誤差を検出するM個の減算器と、これら判定誤差それぞれに希望波信号の拡散符号を乗算するM個の第三の乗算器と、これらM個の第三の乗算器それぞれの出力を各パスのタイミングに応じて遅延させるM個の遅延器と、これらM個の遅延器それぞれの出力を合成して重み制御のための誤差信号を生成する第三の合成器とを備えることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項6】 請求項2から請求項5までのいずれか一つに記載のCDMA適応受信装置において、前記誤差生成手段は、収束過程で前記判定信号の代わりに既知シンボルを用いることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項7】 請求項2から請求項5までのいずれか一つに記載のCDMA適応受信装置において、前記誤差生成手段は、前記判定信号に各パスの前記複素伝送路推定値を乗算する際、この推定値の位相に関する成分のみを乗算し、振幅については別途の手段により求めた振幅を乗算することを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項8】 請求項2から請求項7までのいずれか一つに記載のCDMA適応受信装置において、前記重み制御手段は、前記誤差信号の平均電力が最小になるように最小二乗平均誤差基準により前記アンテナ重み係数の適応制御を行うことを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項9】 請求項8に記載のCDMA適応受信装置において、前記重み制御手段は、前記最小二乗平均誤差基準により前記アンテナ重み係数の適応制御を行う際、最小二乗平均アルゴリズムを用いることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項10】 請求項9に記載のCDMA適応受信装置において、前記重み制御手段は、前記最小二乗平均アルゴリズムを用いる際、前記誤差信号と前記N個のアンテナの受信信号を遅延させた信号との相関結果を1シンボル積分した結果を用いることで、前記アンテナ重み係数の更新周期をチップ周期からシンボル周期へ低減することを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項11】 符号分割多重信号を受けるN個のアンテナと、これらN個のアンテナそれぞれの受信信号を希望波信号の拡散信号を用いてチップ単位で逆拡散するN個の逆拡散手段と、前記N個のアンテナそれぞれに対応する逆拡散手段の出力に重み付けを行い、マルチパスを形成する希望波信号のM個からなるパスの全ての到来方向に利得を有する指向性パターンで希望波信号を受け、干渉波信号を抑圧し、希望波信号の前記パスそれぞれのタイミングで合成した、アンテナ入力に対する重み付け合成手段と、この重み付け合成手段の出力を復調すると

共に複素伝送路推定値を出力するM個の復調手段と、これらM個の復調手段の出力を合成する第一の合成器と、この第一の合成器の出力を受けて判定し、結果を判定信号として出力する判定器と、前記パスそれぞれで前記判定信号に前記復調手段の入力および前記複素伝送路推定値それぞれを入力して生成した判定誤差を合成し、重み制御のための誤差信号を生成する誤差生成手段と、前記誤差信号に基づいて前記重み付け合成手段で用いられる前記アンテナに対応する重み係数を制御する重み制御手段とを備えることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項12】 請求項11に記載のCDMA適応受信装置において、前記重み付け合成手段は、前記N個の逆拡散手段の出力それぞれにN個の複素アンテナ重み係数それぞれを乗算するN個の複素乗算器と、これらN個の複素乗算器それぞれの出力を各パスのタイミングで合成するM個の第二の合成器とを備えることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項13】 請求項11に記載のCDMA適応受信装置において、前記M個の復調手段それぞれは、前記M個の逆拡散手段それぞれの出力を入力して搬送波の振幅および位相を推定し複素伝送路推定値を出力する伝送路推定手段と、この複素伝送路推定値を受けて複素伝送路推定値の複素共役を求める複素共役操作手段と、この複素共役操作手段の出力を前記逆拡散手段の出力に乗算し搬送波位相同期を行うと共に最大比合成のための重み付けを行う第一の乗算器とを備えることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項14】 請求項11に記載のCDMA適応受信装置において、前記誤差生成手段は、前記判定器の出力である判定信号に前記M個の復調手段の出力である前記複素伝送路推定値それぞれを乗算し、搬送波位相同期による位相変化を相殺するM個の第二の乗算器と、このM個の乗算器それぞれの出力から前記M個の逆拡散手段の出力を減算して各パスの判定誤差を検出するM個の減算器と、これらM個の減算器それぞれから判定誤差を受けこの判定誤差を各パスのタイミングに応じて遅延させるM個の遅延器と、これらM個の遅延器それぞれの出力を合成して重み制御のための誤差信号を生成する第三の合成器とを備えることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項15】 請求項11から請求項14までのいずれか一つに記載のCDMA適応受信装置において、前記誤差生成手段は、収束過程で前記判定信号の代わりに既知シンボルを用いることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項16】 請求項11から請求項14までのいずれか一つに記載のCDMA適応受信装置において、前記誤差生成手段は、前記判定信号に各パスの前記複素伝送路推定値を乗算する際、この推定値の位相に関する成分のみを乗算し、振幅については別途の手段により求めた

振幅を乗算することを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項17】 請求項11から請求項16までのいずれか一つに記載のCDMA適応受信装置において、前記重み制御手段は、前記誤差信号の平均電力が最小になるように最小二乗平均誤差基準により前記アンテナ重み係数の適応制御を行うことを特徴とするCDMA適応受信装置。

【請求項18】 請求項17に記載のCDMA適応受信装置において、前記重み制御手段は、前記最小二乗平均誤差基準により前記アンテナ重み係数の適応制御を行う際、最小二乗平均アルゴリズムを用いることを特徴とするCDMA適応受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線伝送方式においてCDMA (Code Division Multiple Access: 符号分割多元接続) 通信方式とこの通信方式に適した適応アンテナとを用いたCDMA適応受信装置に関し、特に、装置の規模を縮小し、かつ適応制御特性に優れたCDMA適応受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】無線伝送方式として、小ゾーンによるセルラ方式移動通信システムなどでは、あるユーザに対する他ユーザからの干渉、または遅延波による干渉が受信品質を決定する支配的要因となる。このため一方では、下記に説明するような、適応アンテナを用いてこれらの干渉を除去する方式が検討されつつある。他方、加入者の大容量対応が期待できる無線伝送方式としてCDMA通信方式が注目されている。

【0003】従って、ここに、CDMA通信方式に適した適応アンテナを用いた受信装置として、拡散処理利得を利用した方式が提案されている。

【0004】この種のCDMA適応受信装置では、例えば、王、河野、今井による「スペクトル拡散多元接続のための拡散処理利得を用いたTDLアダプティブアレーアンテナ」(電子情報通信学会論文誌 Vol. J75-BII, No.11, pp815-825, 1992.)、および田中、三木、佐和橋による「DS-CDMAにおける判定帰還型コヒーレント適応ダイバーシチの特性」(電子情報通信学会技報 RC S96-102, 1996-11)に記載されるように、アンテナ重み制御の際、逆拡散後に抽出した重み制御誤差信号を用いることで、適応制御において処理利得によるSINR (Signal to Interference and Noise Ratio: 希望信号対干渉雑音電力比)の改善効果が得られる。

【0005】従来、この種のCDMA適応受信装置は、図8に示されるように、第kユーザ(kは“1”以上の整数)に対して、受信用のN個(Nは“1”以上の整数)のアンテナ $1_1 \sim 1_N$ 、パス数M(Mは“1”以上の整数)のマルチパスに対応して遅延回路(以後、Dと

5

略称する) D2 205₂ ~ DM 205_M (D1 205₁ は遅延を零とするため省略) および適応受信サブブロック 200₁ ~ 200_M、並びに合成器 8 および判定器 9 が備えられている。

【0006】また、適応受信サブブロック 200₁ ~ 200_M それぞれは、図 9 に第 m 適応受信サブブロック 200_m により示されるように、重み付け合成回路 2、遅延回路 (D) 3、重み制御回路 4、逆拡散回路 6、復調回路 7、乗算器 11、13、および減算器 12 を備える。

【0007】N 個のアンテナ 1₁ ~ 1_N それぞれは、希望波信号および複数の干渉波信号が符号多重化されている信号を受ける。N 個のアンテナ 1₁ ~ 1_N それぞれは、それぞれの受信信号が相関を有するように近接して配置される。

【0008】D2 205₂ ~ DM 205_M (D1 205₁ は遅延を零とするため省略) それぞれは、N 個のアンテナ 1₁ ~ 1_N それぞれで受けた受信信号をマルチパスの M 個のパスそれぞれに対応して遅延させる。

【0009】従って、第 1 パス用の適応受信サブブロック 200₁ では、重み付け合成回路 2₁ がアンテナ 1₁ ~ 1_N からの受信信号を入力し、第 m (m=2~M) パス用の適応受信サブブロック 200_m では、重み付け合成回路 2_m が D_m 205_m の出力を入力する。

【0010】第 k ユーザ第 m パス用の重み付け合成回路 2_k は、図 2 に示されると同様な構成を有し、N 個の入力それぞれを複素乗算器 21₁ ~ 21_N それぞれで第 k パスに対するアンテナ重み係数 W_{k1} ~ W_{kN} それぞれを乗算し、次いで、これら出力を乗算器 22 で加算して、第 k ユーザ第 m パス固有のアンテナ指向性パターンにより受けた信号を生成し出力する。アンテナ重み係数 W_{k1} ~ W_{kN} は、重み制御回路 4_k から出力される。

【0011】第 k ユーザ第 m パス用の逆拡散回路 6_k は、第 k ユーザ第 m パス用のアンテナ重み付けによる重み付け合成回路 2_k の出力と第 k ユーザの拡散符号 C_k との相関計算を行う。

【0012】復調回路 7_k は、図 3 に示されると同様な構成を有し、逆拡散回路 6_k からの入力を伝送路推定回路 71 および複素乗算器 73 に接続し、伝送路推定回路 71 の出力である複素伝送路推定値から複素共役操作回路 72 により求めた複素共役を乗算して適応受信サブブロック 200_k の出力とする。

【0013】合成器 8 は、第 1 パスから第 M パスまでそれぞれの適応受信サブブロック 200₁ ~ 200_M の出力を加算する。

【0014】判定回路 9 は、加算器 8 の出力に対して好判定を行い、第 k ユーザ判定信号を出力する。この判定信号は、判定シンボルレプリカとして適応受信サブブロック 200₁ ~ 200_M それぞれに入力される。

【0015】適応受信サブブロック 200_k では、図 9

6

に示されるように複素乗算器 11_k が、受けた判定シンボルレプリカに、復調回路 7_k の出力の複素伝送路推定値を乗算する。減算器 12_k は、複素乗算器 11_k の出力と逆拡散回路 6_k の出力の差を計算し判定誤差を検出する。複素乗算器 13_k は、この判定誤差に拡散符号 C_k を乗算して重み制御回路 4_k に出力する。

【0016】一方、遅延回路 D3_k は、適応受信サブブロック 200_k の入力 1 ~ N を遅延させ、重み制御回路 4_k に出力する。

10 【0017】重み制御回路 4_k は、複素乗算器 13_k の出力と遅延回路 D3_k の出力とからアンテナ重み係数 W_{k1} ~ W_{kN} それぞれを計算し、重み付け合成回路 2_k へ出力する。

【0018】N 個のアンテナ 1₁ ~ 1_N それぞれからの受信信号には、希望波信号成分および干渉波信号成分、並びに熱雑音が含まれている。更に、希望波信号成分および干渉波信号成分それぞれにはマルチパス成分が存在する。通常、これらの信号成分は異なった方向から到来する。

20 【0019】従来の CDMA 適応受信装置は、希望波信号成分のマルチパス成分に対して独立に M 個の適応受信サブブロック 200₁ ~ 200_M を用意し、それぞれのパスの信号成分の希望波信号対干渉波信号電力比 (SIR: Signal to Interference Ratio) を最大にするように、重み付け合成回路 2₁ ~ 2_M それぞれにおいて受信信号の重み付けを行う。この結果、適応受信サブブロック 200₁ ~ 200_M における受信信号の到来方向に対するアンテナ利得、すなわち、指向性パターンは、パスそれぞれの信号成分の到来方向に対して大きくなり、他の遅延波信号成分または干渉波信号成分に対しては小さくなるように形成される。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来の CDMA 適応受信装置では、次のような問題点がある。

【0021】第一の問題点は、装置の規模が大きいことである。

【0022】その理由は、マルチパスにおける複数のパスそれぞれに対応して独立な適応受信サブブロックを備えるからである。適応受信サブブロックには、各パスに応じたアンテナ指向性を形成するため、第 k ユーザに対する第 m パス用の重み付け合成回路と重み制御回路とを含んでいるからである。

【0023】第二の問題点は、パス数が多い場合、適応制御特性が劣化し、特に電力の小さなパスの指向性パターンを形成することが困難なことである。

【0024】その理由は、各パス単位で独立な誤差信号を用い、独立な指向性パターンを形成しているため、電力の小さなパスの誤差信号は、伝送路推定誤差により信頼性が低下するからである。

50 【0025】本発明の課題は、上記問題点を解決して、

共通回路を削減して装置の小形化を図ることができると共に、バス数が多い場合でも優れた適応制御特性を得ることができるCDMA適応受信装置を提供することである。

【0026】

【課題を解決するための手段】本発明によるCDMA適応受信装置は、符号分割多重信号を受けるN個のアンテナそれぞれの入力に対応して、重み付けを行う重み付け合成手段とこの重み付けのためのアンテナ重み係数を出力する重み制御手段とを一組のみ備え、かつ、マルチバスを構成するM個のバスそれぞれに対応したタイミングで前記重み付け合成手段から出力するM個の復調信号と伝送路推定値とから希望波信号に対する各バス成分の判定誤差を合成して重み制御用のM個の誤差信号を生成し、これを更に一つに合成して前記重み制御手段へ出力する誤差生成手段を備えている。

【0027】この構成により、従来、各バス毎に備えられた重み付け合成手段と重み制御手段とが一ユーザに対して一組で済む。また、誤差生成手段がM個の誤差信号を一つに合成して重み制御手段へ出力することにより、マルチバスにおけるバス数が多い場合でも優れた適応制御特性を得ることができる。

【0028】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。

【0029】図1は本発明の実施の一形態を示す機能ブロック図である。図1には、受信用のN個のアンテナ $1_1 \sim 1_N$ を有し、M個のバスによりマルチバスを構成する第kユーザに対するCDMA適応受信装置の第1の実施形態が示されている。

【0030】図示されたCDMA適応受信装置では、N個のアンテナ $1_1 \sim 1_N$ から受信信号を受ける重み付け合成回路2、遅延回路3、重み制御回路4、遅延回路 $5_2 \sim 5_M$ （遅延回路 5_1 は、遅延零のため省略）、逆拡散回路 $6_1 \sim 6_M$ 、復調回路 $7_1 \sim 7_M$ 、合成器8、判定器9、および誤差生成回路10が設けられているものとする。

【0031】誤差生成回路10は、M個のバスそれぞれに対応してM個ずつの乗算器 $11_1 \sim 11_M$ 、減算器 $12_1 \sim 12_M$ 、および乗算器 $13_1 \sim 13_M$ を有し、更にM個のバスそれぞれに対応して遅延回路 $14_1 \sim 14_{(M-1)}$ （最後の第M遅延回路 14_M は、遅延零のため省略）を備え、M個のバス対応の出力を加算する合成器15を設けるものとする。

【0032】また、重み付け合成回路2は、図2に示されるようにN個の複素乗算器 $21_1 \sim 21_N$ および合成器22を有するものとする。

【0033】また、復調回路 $7_1 \sim 7_M$ それぞれは、図3に示されるように伝送路推定回路71、複素共役操作回路72および乗算器73を有するものとする。

【0034】次に、図1から図3までを併せ参照して、各構成要素について説明する。

【0035】重み付け合成回路2は、N個の受信用のアンテナ $1_1 \sim 1_N$ それぞれからの入力をN個の複素乗算器 $21_1 \sim 21_N$ それぞれにおいて、重み制御回路4から受けるアンテナ重み係数 $W_{k1} \sim W_{kN}$ それぞれを乗算し、この結果を合成器22により加算し、出力するものとする。この生成された出力は、第kユーザ固有のアンテナ指向性パターンによる受信信号である。

【0036】遅延回路3は、図2に示されるように、重み付け合成回路2のN個の入力それぞれを遅延量Dだけ遅延させて重み制御回路4へ出力する。

【0037】重み制御回路4は、遅延回路3から出力される遅延量Dを持ったアンテナ $1_1 \sim 1_N$ それぞれからの受信信号と誤差生成回路10の合成器15から出力される重み制御誤差信号とからアンテナ重み係数 $W_{k1} \sim W_{kN}$ それぞれを計算して重み付け合成回路2の複素乗算器 $21_1 \sim 21_N$ それぞれに供給する。

【0038】遅延回路 $5_1 \sim 5_M$ は、遅延回路 5_1 が遅延零のため省略されるが、重み付け合成回路2の出力をM個のバスそれぞれに分割し、各バスに応じて順次遅延させる。遅延回路 $5_2 \sim 5_M$ それぞれは、遅延量 $D2 \sim DM$ それぞれを有するものとする。

【0039】逆拡散回路 $6_1 \sim 6_M$ のうち、第m逆拡散回路 6_m は、遅延回路 5_m の出力、第1逆拡散回路 6_1 の場合には重み付け合成回路2の出力、と第kユーザ用アンテナの重み付け合成回路2の出力とを入力し、第kユーザの拡散符号 C_k を加えて、後述する相関計算（数式2参照）を行う。

【0040】復調回路 $7_1 \sim 7_M$ のうち、第m復調回路 7_m は、逆拡散回路 6_m の出力に対し伝送路推定回路71により伝送路推定を行い、この伝送路推定の出力に対し複素共役操作回路72により複素共役を求め、この複素共役を逆拡散回路 6_m の出力に対し乗算器73により乗算するものとする。

【0041】合成器8は、復調回路 $7_1 \sim 7_M$ の出力を加算する。判定器9は、合成器8の出力に対して硬判定を行い、第kユーザ判定信号を出力する。

【0042】誤差生成回路10では各バス毎に、乗算器 $11_1 \sim 11_M$ が、合成器8が出力する第kユーザ判定信号に復調回路 $7_1 \sim 7_M$ それぞれが出力する伝送路推定出力を乗算する。減算器 $12_1 \sim 12_M$ の第m減算器 12_m は、乗算器 11_m の出力と逆拡散回路 6_m の出力との差を計算し、。各バス毎の判定誤差を検出する誤差検出回路である。乗算器 $13_1 \sim 13_M$ の第m乗算器 13_m は、減算器 12_m が出力する判定誤差に第kユーザの拡散符号 C_k を乗算する。遅延回路 $14_1 \sim 14_{(M-1)}$ それぞれは、遅延回路 $5_2 \sim 5_M$ それぞれにより各バスに与えられた遅延量 $D2 \sim DM$ それぞれを打ち消すだけの遅延量を、乗算器 $13_1 \sim 13_M$ それぞれの出

力に与える。従って、第1パスでは遅延量 ($DM - 0 =$) DM 、第2パスでは遅延量 ($DM - D2$) となり、第Mパスでは遅延量 ($DM - DM =$) 0 となるので、第Mの遅延回路14_Mが省略される。合成器15は、遅延回路14₁ ~ 14_(M-1)の出力および乗算器13_Mの出力を加算して重み制御誤差信号を生成し、誤差生成回路10から出力する。

【0043】上記説明では拡散符号 C_k を用いたが、2系列の直交関係にある符号 $C_{k,I}$ と符号 $C_{k,Q}$ とからなる複素符号を用いる場合、M個の逆拡散回路は、1個の複素乗算器とシンボル区間に亘る平均化回路とにより実現できる。また、M個の逆拡散回路は、拡散符号 C_k をタップ重みとするトランスバーサルフィルタ構成でも実現することができる。

【0044】次に、図1から図3までを併せ参照してCDMA適応受信装置の動作について説明する。説明する*

$$y_k(i) = r(i)^T W_k^* (i)$$

(1)

また、逆拡散回路6₁ ~ 6_Mそれぞれは、各パス毎に、重み付け合成回路2の上記出力 $y_k(i)$ を、遅延回路5₂ ~ 5_Mそれぞれの出力信号(第1逆拡散回路6₁の場合には重み付け合成回路2の出力信号)に対して逆拡散処理を行う。第kユーザのシンボル周期の拡散符号(シ※

$$z_{k,n}(j) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} y_k(jL+1+D_n) C_k(l) \quad (2)$$

逆拡散回路6_nは、出力 $y_k(i)$ と拡散符号 C_k との相関計算を、上記数式2の操作で1シンボルに亘り行い、シンボル毎に上記出力 $z_{k,n}(j)$ を出力する。

【0049】復調回路7_nの伝送路推定回路71による伝送路の推定方法は、例えば、三類による「陸上移動通信16QAMのフェージングひずみ補償方式」(電子情報通信学会論文誌 Vol. J72- BII, No.1, pp7-15, 1989.)に示されるように、定期的に挿入された既知のシンボルから、フェージングひずみによる伝送路特性を測定し、その時系列を内挿することにより全シンボルの伝送路推定を行う。

【0050】第mパス用伝送路推定回路71_nの出力を“推定値” $\hat{\epsilon}_{k,n}(j)$ で表す場合、復調回路7_nの乗算器11_nは、第mパスにおける伝送路推定結果“推定 ★40

$$\hat{d}_k(j) = \sum_{n=1}^N Sgn \left[\sum_{n=1}^N z_{k,n}(j) \hat{\epsilon}_{k,n}^* (j) \right] \quad (3)$$

誤差生成回路10での乗算器11₁ ~ 11_Nそれぞれは、第kユーザ判定信号“推定値” $D_k(j)$ に伝送路推定結果“推定値” $\hat{\epsilon}_{k,1}(j)$ ~ “推定値” $\hat{\epsilon}_{k,N}(j)$ それぞれを乗算しており、この結果、復調回路7₁ ~ 7_Nそれぞれの乗算器73で行った伝送路による位相変動の補償の影響を打ち消している。誤差検出器である減算器12₁ ~ 12_Nそれぞれは、乗算器11₁ ~ 11_Nそれぞれ☆50

*動作は、第kユーザの第iチップ目の信号処理であるものとする。

【0045】重み付け合成回路2の複素乗算器21₁ ~ 21_Nそれぞれは、重み制御回路4で生成された最適なアンテナ重み係数 W_{k1} ~ W_{kN} それぞれをN個のアンテナ1₁ ~ 1_Nそれぞれからの受信信号に乗算する。合成器22は複素乗算器21₁ ~ 21_Nの出力を加算する。

【0046】この結果、第kユーザ用アンテナの重み付け合成回路2の出力 $y_k(i)$ は、受信アンテナi個の要素を持つ列ベクトルの受信信号 $r(i)$ 、また受信アンテナi個の要素を持つ列ベクトルのアンテナ重み係数 W_k の場合、かつ符号Tが転置、符号*が複素共役を表すとした場合、下記数式1で表される。

【0047】

【数1】

※ヨートコード) C_k 、整数j、および、第kユーザの拡散符号 C_k の符号長Lとした場合の第mパス用の逆拡散回路6_nの出力 $z_{k,n}(j)$ は、下記数式2で表される。

【0048】

【数2】

★値” $\hat{\epsilon}_{k,n}(j)$ の複素共役を逆拡散回路6_nの出力に乘算して第1パスから第Mパスそれぞれの伝送路による位相変動を補償する。

【0051】こうして得られた復調回路7_nのM個の出力は、合成器8で加算され、次いで判定回路9により硬判定が行われる。

【0052】ここで、BPSK (Bi-Phase Shift Keying : 二相位相偏移) 変調信号を仮定し、“X”の符号を大きさ“1”として表す硬判定値 $Sgn[X]$ をもって表す場合、第kユーザ判定信号の“推定値” $d_k(j)$ は下記数式3となる。

【0053】

【数3】

☆それぞれの出力と逆拡散回路6₁ ~ 6_Nそれぞれの出力との差を計算し、各パス毎の判定誤差を検出している。乗算器13₁ ~ 13_Nそれぞれは、減算器12₁ ~ 12_Nそれぞれの出力である判定誤差に第kユーザの拡散符号 C_k を複素乗算する。遅延回路14₁ ~ 14_(M-1)それぞれは受信信号入力側の遅延回路5₂ ~ 5_Nそれぞれによる遅延時間差をうち消すように乗算器13₁ ~ 13_Nそ

11

12

れぞれの出力を遅延させる。合成器15は、遅延回路14₁～14_(N-1)の出力および乗算器13_Nの出力を加算し、重み制御誤差信号 $e_k(i)$ を生成する。

【0054】第 m 乗算器11_Nの出力 $E_{k,N}(i)$ に対する重み制御誤差信号 $e_k(i)$ は、符号1を“0”から*

*“L-1”までの整数、符号 j を整数とする場合、下記数式4および数式5により表される。

【0055】

【数4】

$$E_{k,N}(jL+1) = \left\{ \hat{d}_k(j) \hat{F}_{k,N}(j) - Z_{k,N}(j) \right\} C_k(i) \quad (4)$$

【0056】

※ ※【数5】

$$e_k(i) = \sum_{n=1}^N E_{k,n} \left\{ i - (D_i - D_n) \right\} \quad (5)$$

また、上記説明では収束過程において第 k ユーザ判定信号“推定値” $d_k(j)$ を用いているが、第 k ユーザ判定信号“推定値” $d_k(j)$ の代わりに既知シンボル $d_k(j)$ を用いて重み制御誤差信号 $e_k(j)$ を作成し、アンテナの重み制御を行う方法でもよい。

【0057】更に、第 k ユーザ判定信号“推定値” $d_k(j)$ に、第 m パスの伝送路推定結果“推定値” $\hat{\epsilon}_{k,n}(j)$

★ $\hat{\epsilon}_{k,n}(j)$ を乗算する際、別の手段により各パスの正しい振幅、第 m パスの場合の正しい振幅|“推定値” $\hat{\epsilon}_{k,n}(j)$ |が、第1から第 M までそれぞれ分かる場合には、数式4の代わりに、下記数式6で表される処理を行うこともできる。

【0058】

【数6】

$$E_{k,N}(jL+1) = \left\{ \hat{d}_k(j) \left| \hat{F}_{k,N}(j) \right| \frac{\hat{F}_{k,N}(j)}{\left| \hat{F}_{k,N}(j) \right|} - Z_{k,N}(j) \right\} C_k(i) \quad (6)$$

また、図1に示されるアンテナの重み制御回路4は、誤差生成回路10の出力の重み制御誤差信号 $e_k(i)$ と、遅延回路3によって遅延させたアンテナ1₁～1_Nそれぞれからの受信信号 $r(i)$ とからアンテナ重み係数 W_k を更新する。この処理において、アンテナ重み係数 $W_k(i+1)$ は、重み制御誤差信号 $e_k(i)$ が最小になるようにMMSE (Minimum Mean Square Error : 最小平均二乗誤差) 基準により適応的に制御される。例えば、LM☆

☆S (Least Mean Square : 最小二乗平均) アルゴリズムを用いた際のアンテナ重み係数 W_k の更新式は、ステップサイズ μ 、ならびに逆拡散、伝送路推定および誤差信号検出に必要な遅延時間 D とした場合、下記数式7のよう

【0059】

【数7】

$$W_k(i+1) = W_k(i) + \mu r(i-D) e_k^*(i) \quad (7)$$

上記数式7は、アンテナ重み係数 W_k の更新がチップ周期で行われることを示しているが、各パスの判定誤差の検出は、シンボル毎であることから受信信号 r_i と複素共役された重み制御誤差信号 e_k^* との積を1シンボル分積分することにより、更新をシンボル毎に減らすことができる。

【0060】また、ステップサイズ μ が大きい場合には適応の収束は早くなるが適応の精度および安定度が劣化し、一方、ステップサイズ μ が小さい場合には適応の精度および安定度に優れるが適応の収束が遅くなるという特徴を有する。従って、ステップサイズ μ を適応的に変化させることにより、十分な収束速度と、適応な精度および安定度とを得ることができる。

【0061】次に、図4および図5を参照してCDMA◆50

◆適応受信装置の指向性パターンについて説明する。

【0062】図4では、直接波に対する遅延波の到来角度差が小さい場合の指向性パターンが示されており、一つの指向性の山、すなわちアンテナ利得の大きな一つの部分で直接波と遅延波とをまとめて取込むようなパターンが形成される。この場合、収束パターンは、直接波と遅延波とを独立の指向性パターンで受信する場合とはほぼ同様に形成される。

【0063】図5では、直接波に対する遅延波の到来角度差が大きい場合の指向性パターンが示されており、直接波および遅延波それぞれにより生じる二つの指向性の山を取込むようなパターンが形成される。

【0064】図4および図5のいずれの場合も、希望波の到来方向に対してアンテナ利得を増加させ、干渉波の

13

多い到来方向に対してアンテナ利得を減少させるように指向性パターンが形成されており、アンテナ重み係数は希望波信号対干渉波信号電力比(SIR)が最大になるように制御される。

【0065】次に、図6を参照して本発明の上述した物とは別の実施の形態について説明する。図6には、受信用のN個のアンテナ $1_1 \sim 1_N$ を有し、M個のバスによりマルチバスを構成する第kユーザに対するCDMA適応受信装置の第2の実施形態が示されている。

【0066】図示されたCDMA適応受信装置では、N個のアンテナ $1_1 \sim 1_N$ それぞれから受信信号を受ける逆拡散フィルタ $6_{01} \sim 6_{0N}$ 、重み付け合成回路20、遅延回路D3、重み制御回路4、復調回路 $7_1 \sim 7_M$ 、合成器8、判定器9、および誤差生成回路100が設けられているものとする。遅延回路 $5_2 \sim 5_M$ （遅延回路 5_1 は、遅延零のため省略）、逆拡散回路 $6_1 \sim 6_M$ 、誤差生成回路100は、M個のバスそれぞれに対応してM個ずつの乗算器 $1_{11} \sim 1_{1M}$ および減算器 $1_{21} \sim 1_{2M}$ を有し、またM個のバスそれぞれに対応して遅延回路 $1_{41} \sim 1_{4(M-1)}$ （最後の第M遅延回路 1_{4M} は遅延零のため省略）を備え、更にM個のバス対応の出力を加算する合成器15を設けるものとする。

【0067】また、重み付け合成回路20は、図7に示されるようにN個の複素乗算器 $2_{11} \sim 2_{1N}$ およびM個の合成器 $2_{21} \sim 2_{2M}$ 、並びに、遅延量 $D2 \sim DM$ それぞれを有する各N個の(M-1)組を構成する遅延回路 $2_{521} \sim 2_{52N}$ 、 \sim 、 $2_{5M1} \sim 2_{5MN}$ （第1バスの遅延回路 $2_{511} \sim 2_{51N}$ は遅延零のため省略）を備えるものとする。

【0068】また、復調回路 $7_1 \sim 7_M$ それぞれは、上記第1の実施形態同様、図3に示されるように伝送路推定回路71、複素共役操作回路72および乗算器73を有するものとする。

【0069】次に図6および図7に図3を併せ参照して、各構成要素について説明する。

【0070】逆拡散フィルタ $6_{01} \sim 6_{0N}$ それぞれは、N個のアンテナ $1_1 \sim 1_N$ それぞれから受ける受信信号と第kユーザの拡散符号 C_k との相関計算をチップ周期毎に行い、マルチバスを形成するM個のバスの逆拡散結果に関するパルス列を出力するものとする。すなわち、逆拡散フィルタ $6_{01} \sim 6_{0N}$ それぞれは、拡散符号 C_k をタップ重みとするトランスバースフィルタであり、図1の逆拡散フィルタ $6_1 \sim 6_M$ と異なる点は、逆拡散フィルタ $6_1 \sim 6_M$ がシンボル毎に1回の逆拡散結果を出力するのに対して、逆拡散フィルタ $6_{01} \sim 6_{0N}$ はチップ毎に逆拡散結果を出力する。

【0071】この図6の逆拡散フィルタ $6_{01} \sim 6_{0N}$ それぞれでは、出力パルス列の中で各バスの到来時間に相当する出力のみが用いられている。しかし、逆拡散フィルタ $6_{01} \sim 6_{0N}$ と等価的な機能はバス数に相当す

14

る数の逆拡散回路を用いても実現できる。

【0072】また、第kユーザ用アンテナの重み付け合成回路20は、図7に示されるように、複素乗算器 $2_{11} \sim 2_{1N}$ により逆拡散フィルタ $6_{01} \sim 6_{0N}$ それぞれの出力パルス列に対してアンテナ重み係数 $W_{k1} \sim W_{kN}$ を乗算し、次いで、遅延回路 $2_{521} \sim 2_{52N}$ 、 \sim 、 $2_{5M1} \sim 2_{5MN}$ によりマルチバスのM個のバスそれぞれに応じて遅延させた信号を、各バス毎の合成器 $2_{21} \sim 2_{2M}$ それぞれにより加算して出力する。

【0073】合成器 $2_{21} \sim 2_{2M}$ それぞれの出力は、上記第1の実施形態で説明した復調回路 $7_1 \sim 7_M$ それぞれにより復調され合成器8に出力する。次いで、合成器8は受けた出力を加算して判定回路9に送り、受けた信号を判定回路9が硬判定し第kユーザ判定信号として出力する。

【0074】誤差生成回路100では、乗算器 $1_{11} \sim 1_{1M}$ それぞれが、各バス毎に、判定回路9の出力の第kユーザ判定信号に、復調回路 $7_1 \sim 7_M$ それぞれの出力の伝送路推定出力を乗算し減算器 $1_{21} \sim 1_{2M}$ それぞれに出力する。誤差検出器となる減算器 $1_{21} \sim 1_{2M}$ それぞれは、乗算器 $1_{11} \sim 1_{1M}$ それぞれの出力と、重み付け合成回路20の合成器 $2_{21} \sim 2_{2M}$ それぞれの出力との差を計算し、各バス毎の判定誤差を検出する。遅延回路 $1_{41} \sim 1_{4(M-1)}$ （最後の遅延回路 1_{4M} は遅延零に設定のため省略）それぞれは受信信号入力側の重み付け合成回路20の遅延回路 $2_{521} \sim 2_{52N}$ 、 \sim 、 $2_{5M1} \sim 2_{5MN}$ それぞれによる遅延時間差をうち消すように出力を遅延させる。合成器15は、遅延回路 $1_{41} \sim 1_{4(M-1)}$ の出力および減算器 1_{2M} の出力を加算し、重み制御誤差信号を生成する。

【0075】ここで、重み制御誤差信号は、各バス毎の制御誤差をある遅延量 $D1 \sim DM$ それぞれ($D1 = 0$)で遅延させて並べたパルス列として表される。

【0076】遅延回路3は、重み付け合成回路20の入力 $1 \sim M$ を遅延量Dにより遅延させる。重み制御回路4は、合成器15の出力の重み制御誤差信号と、遅延回路3により遅延を受けたN個の各アンテナ $1_1 \sim 1_N$ それぞれの逆拡散結果とを用いてアンテナ重み係数 $W_{k1} \sim W_{kN}$ を計算し重み付け合成回路20の複素乗算器 $2_{11} \sim 2_{1N}$ それぞれに出力する。

【0077】上記説明で参照した図1および図6に示される処理では、基底帯域において、ディジタル的に行うことが望ましい。このためには、各アンテナの受信信号を無線帯域から基底帯域へ周波数変換し、アナログ/ディジタル変換を行う必要がある。しかし、この機能の図示は省略されている。

【0078】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、次のような効果を得ることができる。

【0079】第1の効果は、装置規模を小さくできるこ

とである。

【0080】その理由は、希望波信号のマルチパスにおける各パス成分の判定誤差を合成して一つの誤差生成回路により重み制御誤差信号を生成しているため、アンテナ指向性パターンを形成するアンテナの重み付け合成回路と、重み制御回路とが一つのユーザに対して一つでよいからである。なお、第2の実施の形態では、アンテナの直後で逆拡散フィルタを用いて一つのユーザの拡散符号との相関計算を行っているため、第1の実施の形態と比較して、重み付け合成回路で遅延回路と合成器とが増加するが、誤差生成回路の重み制御誤差信号を生成する際に拡散符号を乗算する必要がなく、また、適応制御をシンボル単位で行うことができるため、第1の実施の形態と比較して、適応制御に要する装置規模が小さくなるからである。

【0081】第2の効果は、マルチパスのパス数が多い場合でも、優れた適応制御特性が得られることである。

【0082】その理由は、希望波信号のマルチパスにおける各パス成分の判定誤差を合成して一つの重み制御誤差信号を生成しているからである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態を示すブロック図である。

【図2】図1の重み付け合成回路の実施の一形態を示すブロック図である。

【図3】CDMA適応受信装置の復調回路の実施の一形態を示すブロック図である。

【図4】本発明における希望波の到来角度差が小さい場

合に対する指向性パターンの一形態を示す説明図である。

【図5】本発明における希望波の到来角度差が大きい場合に対する指向性パターンの一形態を示す説明図である。

【図6】本発明の第2の実施の形態を示すブロック図である。

【図7】図6の重み付け合成回路の実施の一形態を示すブロック図である。

10 【図8】従来の一例を示す機能ブロック図である。

【図9】図8の適応受信サブブロックの一例を示すブロック図である。

【符号の説明】

1₁ ~ 1_N アンテナ

2 重み付け合成回路

3、5₂ ~ 5_N、14₁ ~ 14_(N-1) 遅延回路

4 重み制御回路

6₁ ~ 6_N 逆拡散回路

7₁ ~ 7_N 復調回路

20 8、15、22 合成器

9 判定器

10 誤差生成回路

11₁ ~ 11_N、13₁ ~ 13_N、73 乗算器

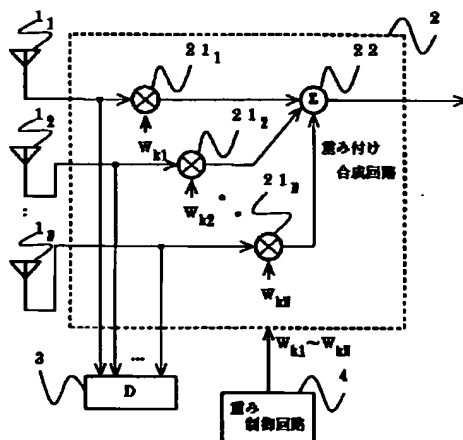
12₁ ~ 12_N 減算器

21₁ ~ 21_N 複素乗算器

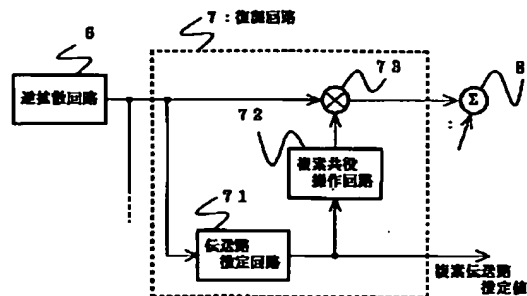
71 伝送路推定回路

72 複素共役操作回路

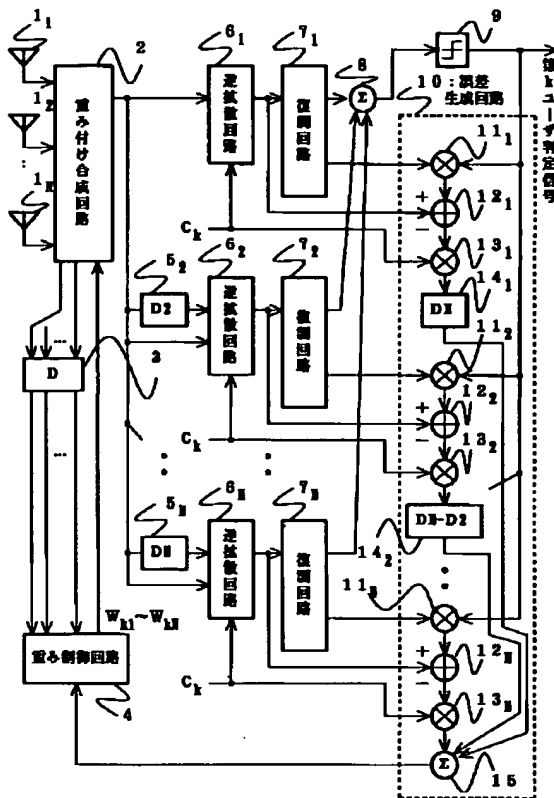
【図2】



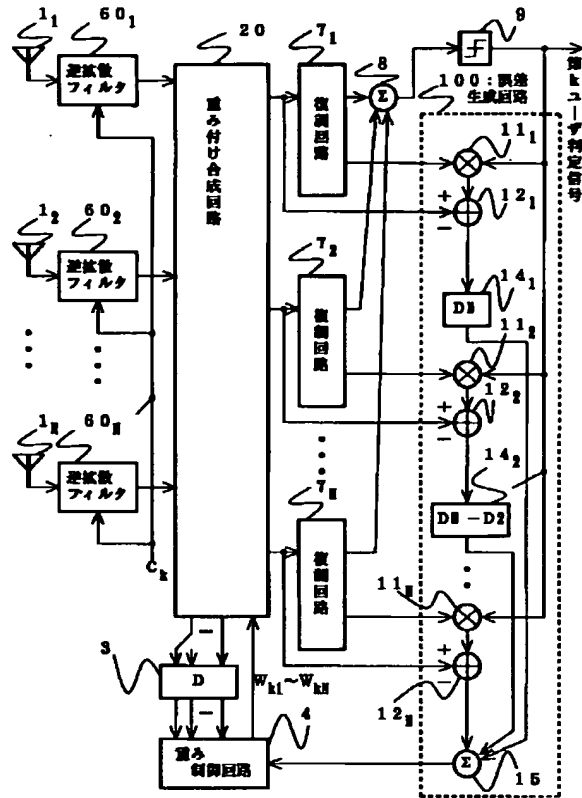
【図3】



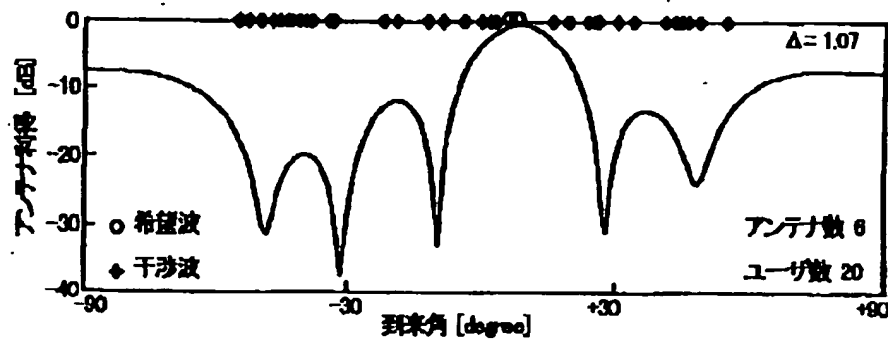
【図1】



【図6】



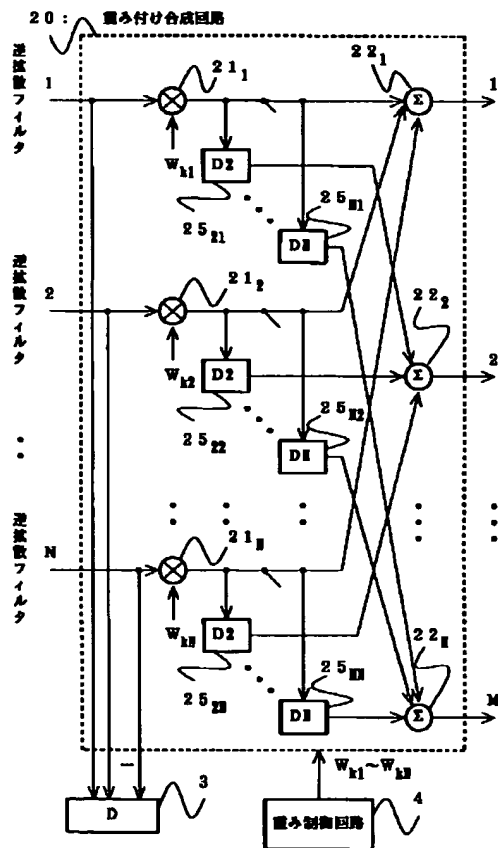
【図4】



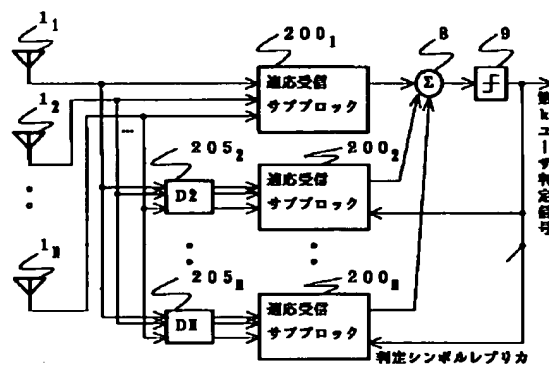
【図5】



【図7】



【図8】



【図9】

